



Proposition d'un dispositif de découplage d'antennes montées sur une paroi plane

Georges da Silva, Philippe Besnier

► To cite this version:

Georges da Silva, Philippe Besnier. Proposition d'un dispositif de découplage d'antennes montées sur une paroi plane. JNM de Paris, May 2013, Paris, France. hal-00870020

HAL Id: hal-00870020

<https://hal.science/hal-00870020>

Submitted on 4 Oct 2013

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Proposition d'un dispositif de découplage d'antennes montées sur une paroi plane

Georges Da Silva¹, Philippe Besnier¹

¹IETR, UEB, France, INSA, IETR, UMR CNRS 6164, F-35708 Rennes, France
Georges.da-silva@insa-rennes.fr: correspondant principal

Résumé

Cet article traite d'une approche préliminaire dont l'ambition est d'optimiser l'intégration et le découplage entre antennes sur une paroi porteuse. Nous présentons en particulier le principe d'un dispositif de découplage très simple prenant la forme d'un fil métallique placé entre deux antennes électriques.

1. Introduction

Les systèmes de communication à bord de certains navires ou véhicules militaires peuvent être très nombreux. Il en résulte des architectures de systèmes rayonnants particulièrement élaborées. La compacité de ces systèmes et la compatibilité radioélectrique sont des enjeux importants. Dans le cadre du projet SAMCOM¹, les partenaires du projet s'attachent à exploiter l'atout des parois porteuses composites. Dans ce contexte, il s'agit de fixer des antennes en paroi et d'étudier les optimisations possibles en terme de compacité et de découplage.

Cet article traite tour à tour deux aspects. Le premier aspect porte sur la minimisation des plans de masses d'antennes quart d'onde puis d'antennes «patch». Le critère de convergence de la capacité statique évaluée à une fréquence bien plus faible que la fréquence d'accord est utilisé.

Le second aspect traite du découplage entre deux antennes «patch» dont la dimension minimale a été déterminée. L'idée retenue consiste à insérer un dispositif conducteur simple (typiquement un élément filaire) siège du courant induit par le rayonnement primaire de l'antenne d'émission. Le champ diffracté qui en résulte, dans certaines conditions, permet de réduire l'amplitude du signal reçu par l'antenne voisine.

2. Compacité d'antennes fouet.

Transposition au cas d'antennes «patch»

2.a. Compacité d'antennes fouet.

L'installation d'antennes fouet sur une paroi suppose que l'on installe un plan de masse dont la dimension garantisse l'efficacité de rayonnement et la fréquence

d'accord de référence associée à un plan infini. La compacité maximale est ici recherchée afin de placer les antennes à proximité des bords de la paroi sur laquelle elles seront fixées.

La littérature scientifique fournit à cet égard plusieurs modèles équivalents [1] d'une antenne monopole, valide notamment autour de la fréquence de résonance de l'antenne $\frac{1}{4}$ d'onde. On peut ainsi se rapporter au circuit équivalent de Chu [2] comportant une capacité C_0 en série avec l'association en parallèle d'une inductance et d'une résistance. Pour une antenne fouet située au dessus d'un plan de masse infini, cette capacité C_0 en pF est donnée par [1]:

$$C_0 = 2 \frac{27,82h}{\ln(2h/a) - 1,693} \text{ (pF)} \quad (1)$$

Dans cette expression h est la hauteur du fouet tandis que a est le rayon de ce conducteur cylindrique. Le calcul de la capacité statique présentée par une ligne de transmission non uniforme équivalente au fouet de hauteur h , aboutit à un résultat très proche de (1). Ce modèle de simulation est présenté en Fig. 1. Ce résultat tend à indiquer qu'il n'y a pas de modification significative de C_0 dès lors que la dimension du plan de masse centré sur le fouet excède la dimension du fouet.

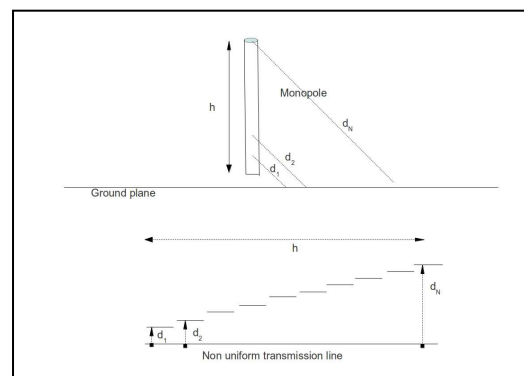


Figure 1. Principe de la modélisation de la capacité équivalente C_0 d'une antenne fouet par une ligne de transmission non uniforme.

¹ Projet financé par le Fonds Unifié Interministériel et labellisé par le pôle de compétitivité EMC2

2. b Transposition au cas d'antennes de type patch

Dans le contexte d'antennes «patch», il s'agit d'analyser la dimension minimale du substrat et du plan de masse associé permettant de conserver les performances de l'antenne. S'agissant d'une antenne électrique accordée, la démarche est identique au cas précédent. Les investigations sont menées directement sous Feko. Les simulations à une fréquence bien inférieure à la fréquence d'accord permettent d'établir rapidement la valeur de C_0 pour différentes configurations géométriques. En réalité, la topologie d'une antenne patch est bien moins contraignante et la stabilisation de la fréquence d'accord est obtenue pour des dimensions de substrat à peine supérieures à la dimension du patch.

C'est bien davantage le résultat en terme de conformité du diagramme de rayonnement, et notamment de limitation du rayonnement arrière qui conditionne le choix d'un substrat dont la dimension est ici choisie à environ deux fois la dimension de l'élément rayonnant.

3. Proposition d'une structure de découplage entre antennes «patch»

Nous supposons dans ce qui suit l'utilisation de deux antennes «patch» parfaitement identiques et dont la dimension du substrat est environ double de celle de l'élément rayonnant

Nous disposons ces deux antennes sur une paroi fictive dont les caractéristiques électromagnétiques s'apparentent à celles de l'air (paroi de faible permittivité diélectrique). Les antennes sont distantes de deux longueurs d'onde à la fréquence d'accord considérée. Aux fins de simulation l'antenne est accordée à 494 MHz et les dimensions résultantes du substrat sont de 13.67cm par 17.60 cm. Dans ces conditions spécifiques le rapport de la puissance reçue sur une antenne lorsque la seconde est en émission est donnée au sens de la fonction S21 de répartition d'un quadripôle. Sans disposition particulière, nous trouvons S21= -41 dB. On vérifie que cette valeur correspond approximativement à la propagation d'une onde quasi-plane dans la direction définie par l'axe des deux antennes. La connaissance du diagramme de rayonnement de l'antenne d'émission dans cette direction est une indication directe de ce niveau. Cette situation est celle prise comme référence.

Dès lors, on peut souhaiter découpler de manière plus importante ces deux antennes. Compte tenu de l'objectif de compacité, on étudie prioritairement une solution pour laquelle nous ne serons pas contraints d'éloigner les deux antennes l'une de l'autre.

L'examen du diagramme de rayonnement de l'antenne d'émission conduit à penser que le couplage entre les deux antennes est essentiellement associé à la composante verticale du champ électrique.

Une manière évidente de contrecarrer cette action consiste à interposer une structure favorable à l'épanouissement d'un courant induit qui à son tour sera à l'origine d'un champ diffracté qui aura tendance à s'opposer au champ qui en est à l'origine.

Ainsi, le champ vu par l'antenne réceptrice, peut alors s'écrire sous la forme d'une contribution directe du rayonnement de l'antenne d'émission et d'une contribution du champ diffracté par la structure interposée. Bien entendu, le champ diffracté viendra quelque peu perturber l'antenne émettrice. Cependant, cet effet peut-être limité par deux facteurs. Le dispositif de découplage n'est ni situé dans le lobe de rayonnement principal de l'antenne d'émission, ni dans la zone de champ réactif des deux antennes.

Pour ce faire, le choix de la structure interposée se porte sur un fil fin conducteur de longueur compatible avec la longueur d'onde placé en position verticale et à mi-distance des antennes.

La puissance reçue par l'antenne de réception provient alors de deux contributions. La première est issue du rayonnement de la tige, conséquence du courant induit par l'antenne d'émission. Elle est calculée dans l'hypothèse, certes très approximative, d'un rayonnement de type champ lointain.. La puissance reçue associée à cette contribution, notée P_{TWR} , est donnée par:

$$P_{TWR} = \frac{\lambda^4}{(2\pi D_{ant})^4} G_T G_W^2 G_R P_{inj} \quad (2),$$

La seconde contribution est issue du rayonnement direct de l'émetteur vers le récepteur pour laquelle la puissance reçue P_{TR} s'écrit :

$$P_{TR} = \frac{\lambda^2}{(4\pi D_{ant})^2} G_E G_R P_{inj} \quad (3)$$

Dans ces équations P_{inj} est la puissance injectée à l'antenne d'émission, G_T , G_W et G_R représentent respectivement le gain de l'antenne de transmission, le gain associé au rayonnement de la tige en direction du récepteur et le gain de l'antenne de réception dans la direction de l'axe émetteur/récepteur et dans la polarisation considérée (verticale pour l'exemple choisi). L'équation (2) repose sur l'hypothèse d'une antenne d'efficacité idéale, donc sans pertes. Le gain de la tige considérée comme une antenne apparaît au carré puisque cette tige agit simultanément en émission et réception avec un gain identique compte tenu de sa symétrie. Enfin, D_{ant} représente la distance séparant les deux antennes.

Ces signaux sont cependant combinés en amplitude et phase. Par conséquent, l'atténuation du champ électrique est donnée par le coefficient d'atténuation A :

$$A = 1 - \sqrt{P_{TWR} / P_{TR}} = (1 - \frac{\lambda}{\pi} \frac{G_W}{D_{ant}}) \quad (4)$$

Le gain de ce fil conducteur interposé entre les antennes, G_W , est dépendant de la distribution du courant induit. On fait cependant l'hypothèse que celui-ci s'apparente à un dipôle de longueur équivalente à la longueur d'onde., soit un gain d'environ 2,5. Il apparaît qu'à une distance $D_{ER} = 2\lambda$, l'atténuation A est estimée selon (2) à 0,6 soit une diminution théorique de 40% de la différence de potentiel perçue sur l'antenne de réception. A plus grande distance, le dispositif filaire

perd progressivement son intérêt comme l'indique la structure de l'équation (4) et la courbe représentée à la Fig. 2. En effet le facteur d'atténuation A tend rapidement vers l'unité lorsque la distance D_{ER} est trop grande.

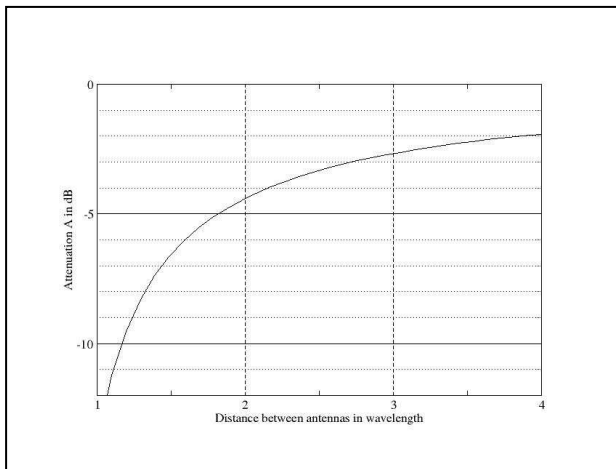


Figure 2. Atténuation théorique d'une tige conductrice insérée entre deux antennes située dans la polarisation impliquée dans le couplage entre ces antennes.

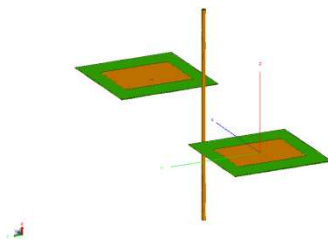


Figure 3. Configuration des deux antennes Patch et du dispositif de découplage

Pour une distance $D_{ER} = 2\lambda$, nous confirmons ce résultat au moyen de la simulation de la configuration indiquée à la Fig. 3 à l'aide du logiciel Feko. Dans ces conditions on montre que la valeur de S_{21} passe de -41 dB à -49 dB, résultat compatible avec l'estimation $A=0,6$. On obtient donc réellement une augmentation significative du niveau de découplage.

Une telle tige en position verticale ne constitue pas une solution nécessairement intéressante au sens de l'intégration d'antennes en surface. Par ailleurs, une trop grande proximité avec l'antenne patch contribue à une modification de l'accord de l'antenne et une perturbation de son diagramme de rayonnement. Bien que la polarisation horizontale ne soit pas a priori à privilégier compte tenu de l'orientation respective des deux antennes, on peut penser qu'une interposition de la tige à faible distance permettrait d'obtenir un effet.

La modélisation pour une tige horizontale dont la longueur est approximativement identique à la longueur d'onde le confirme lorsque les deux antennes sont à distance de deux longueurs d'onde l'une de l'autre. Le découplage apporté par la tige est de l'ordre de 7 dB lorsque les antennes sont éloignées de deux longueurs d'onde l'une de l'autre. La Fig 4 représente une coupe du diagramme de rayonnement dans le plan E de l'antenne d'émission. On vérifie ainsi que la présence de la tige et de la seconde antenne sont à l'origine d'une légère modification du diagramme de rayonnement probablement tolérable pour de nombreuses applications. Notons au passage que la déformation du diagramme de rayonnement est ici mise en évidence par l'emploi d'une échelle linéaire de la courbe de gain observé.

4. Expérimentations

Pour des raisons pratiques, nous avons mené une campagne expérimentale à l'aide de deux antennes patchs accordées à la fréquence de 1,9 GHz. Les deux antennes sont alimentées via le couplage entre une ligne micro ruban et une fente pratiquée dans le plan de masse de l'antenne patch. La dimension des plans de masse est environ du double de la dimension de l'élément rayonnant. Les diagrammes de rayonnement de chacune des deux antennes ont été mesurés. Les gains maximum des ces deux antennes sont de 5 dB et 4 dB sachant que les deux antennes sont techniquement différentes. L'une d'elles est réalisée en carbone selon une technique inspirée de [3]. Ceci n'est pas cependant le sujet de cette communication et n'a pas d'incidence sur les résultats exposés ci-après.

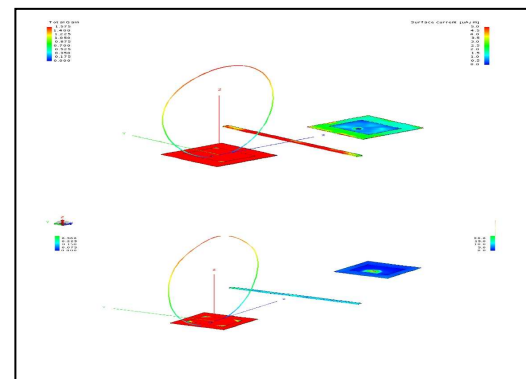


Figure 4. Coupe du diagramme de rayonnement dans le plan E en présence de la seconde antenne et de la tige de découplage

Les deux antennes sont placées à proximité l'une de l'autre (à distance de $1,4\lambda$) et suivant l'orientation indiquée à la figure 5. Dans ces conditions le gain est prépondérant en polarisation horizontale atteint environ -8 dB en direction de l'antenne voisine (i.e. la direction qui correspond à une droite reliant les centres des deux antennes).

Les antennes sont installées sur un bloc de polystyrène et dans une chambre partiellement anéchoïque. Elles sont connectées sur les deux ports d'un

analyseur de réseau. On effectue des mesures relatives de paramètres S dans 3 situations différentes. On procède tout d'abord à une mesure à vide, c'est-à-dire sans dispositif de découplage entre les antennes. Deux solutions de découplage sont ensuite évaluées. La première est constituée d'une tige cylindrique de diamètre 1 mm et de longueur 20 mm environ. (Photo 1) La seconde solution consiste à remplacer la tige par un absorbant d'encombrement raisonnable (épaisseur 1 cm, longueur 20 mm et largeur 5 cm) et de type C-RAM MT 30, Cuming Microwave (Photo 2) Les résultats sont portés sur la Fig. 6.

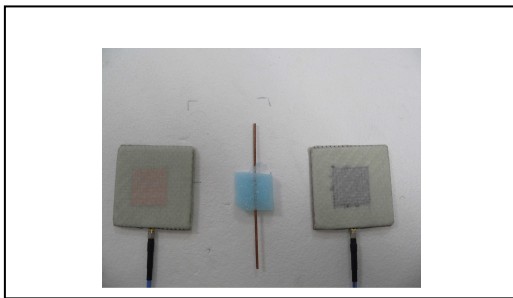


Photo 1 . Interposition d'une tige cylindrique

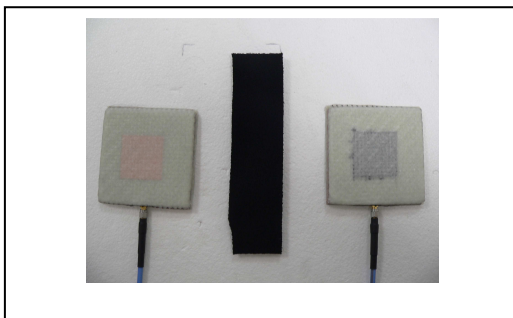


Photo 2 . Interposition d'un absorbant

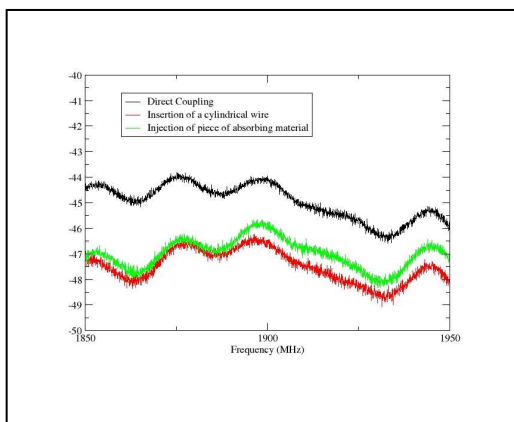


Figure 6. Evolution du paramètre S21 entre antennes patch pour différentes configurations de découplage.

Les ondulations de la fonction de transfert sont principalement liées d'une part à la fluctuation du diagramme de rayonnement de l'antenne dans la bande concernée (1850 à 1950 MHz) mais surtout, d'autre part, à l'anéchoïsation partielle de la chambre qui ne permet pas la suppression totale de l'ensemble des trajets multiples. La conclusion est cependant claire. La tige cylindrique (courbe rouge) apporte globalement une atténuation du couplage de l'ordre de 3 à 4 dB. L'absorbant électromagnétique dont l'encombrement a été limité mais reste sensiblement supérieur à celui de la tige apporte une atténuation comparable.

Nous vérifions par ailleurs que ces deux solutions de découplage n'entraînent pas de modification significative de l'adaptation de l'antenne. Le volume et la position de l'absorbant suggèrent que l'atténuation ne provient pas d'une baisse significative d'efficacité de rayonnement de l'antenne.

La tige apporte donc bien un effet significatif de découplage sans dissiper d'énergie. La performance attendue de découplage est cependant dépendante de la configuration réelle des diagrammes de rayonnement. Il s'agit cependant d'une solution économique et éventuellement complémentaire.

5. Conclusion

Cet article évoque les conditions de minimisation d'encombrement d'antennes et décrit une méthode possible de limitation de couplage entre antennes sur une paroi commune. Cette méthode repose sur l'utilisation d'une simple conducteur filaire interposé entre les deux antennes. Son principe de fonctionnement est décrit et validé expérimentalement dans le contexte du découplage de deux antennes «patch». Cette solution peu coûteuse peut être intéressante à déployer en combinaison avec d'autres techniques de découplage. L'association de plusieurs tiges est également une voie possible d'investigation dans la perspective d'un élargissement de la bande passante de fonctionnement d'un tel dispositif.

Bibliographie

- [1] Tee G. Tang, Quang M. Tieng, and Moms W. Gunn, *Equivalent Circuit of a Dipole Antenna Using Frequency-Independent Lumped Elements*, IEEE trans. on A&P, vol. 41n°1, Jan. 1993, pp 100-103
- [2] C. J. Chu, "Physical limitations of omnidirectional antennas," J. Appl. Phys., vol. 19, pp. 1163-1175, Dec. 1948.
- [3] L. Manac'h, X. Castel, M. Himdi, « Performance of a Lozenge Monopole Antenna Made of a Pure Composite Laminate », PIER Letters, vol. 35, 115-123, 2012.